






Method and apparatus for wideband predistortion linearization

Publication number: CN1285089 (A)
Publication date: 2001-02-21
Inventor(s): BRIFFA M [SE]; BERGSTEN P [SE]
Applicant(s): ERICSSON TELEFON AB L M [SE]
Classification:
- **international:** *H03F1/32; H03F1/32*; (IPC1-7): H03F1/32
- **European:** H03F1/32P2; H03F1/32P6
Application number: CN19988013752 19981222
Priority number(s): US19970995663 19971222

Also published as:

 CN1203611 (C)
 WO9933170 (A1)
 US6075411 (A)
 TW399364 (B)
 JP2001527312 (T)

more >>

Abstract not available for CN 1285089 (A)

Abstract of corresponding document: **WO 9933170 (A1)**

A predistortion signal is generated which compensates for third order and higher order intermodulation distortion over a wideband. The predistortion signal is applied to an input radio frequency signal, for example a multi-tone radio frequency signal. The predistortion signal is a low order polynomial having adjustable coefficients. The predistortion signal can compensate for intermodulation products produced by a nonlinear amplifier, and the polynomial coefficients can be adjusted based on the difference between the amplifier output and the input radio frequency signal.

Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 98813752.6

[43] 公开日 2001 年 2 月 21 日

[11] 公开号 CN 1265089A

[22] 申请日 1998.12.22 [21] 申请号 98813752.6

[30] 优先权

[32] 1997.12.22 [33] US [31] 08/995663

[86] 国际申请 PCT/SE98/02439 1998.12.22

[87] 国际公布 WO99/33170 英 1999.7.1

[85] 进入国家阶段日期 2000.8.22

[71] 申请人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 M·布里法 P·贝里斯滕

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

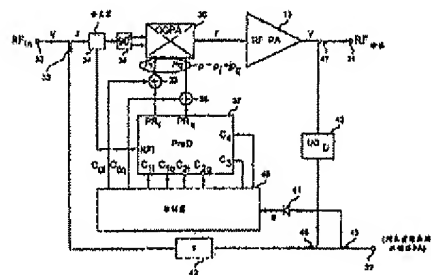
代理人 郑立柱 李亚非

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图页数 6 页

[54] 发明名称 宽带预失真线性化的方法和装置

[57] 摘要

产生一个预失真信号,补偿在一个宽带上三阶或者更高阶互调失真。预失真信号被施加到一个输入射频信号,例如一个多音频射频信号。预失真信号是一个具有可调整系数低阶多项式。预失真信号能够补偿一个非线性放大器产生的互调产物,并且多项式系数能够基于在放大器输出和输入射频信号之间差来调整。



权 利 要 求 书

1、 用补偿在宽带上失真的一种装置, 该装置包括:
一个产生一个预失真信号的预失真电路, 该信号补偿三阶或者更高阶互调失真产物; 和

5 一个用于将预失真信号应用到一个输入射频信号的电路。

2、 根据权利要求1的装置, 其中输入射频信号是一个多音频射频信号。

3、 根据权利要求1的装置, 其中用于应用预失真信号的电路包括一个正交增益相位调整器。

10 4、 根据权利要求1的装置, 其中预失真信号是一个低阶多项式。

5、 根据权利要求1的装置, 其中预失真电路产生一个根据下面等式的预失真信号:

$$r=x|x|^2C_2+x|x|C_1+xC_0$$

15 其中 r 表示一个被预失真的输入射频信号, x 表示输入射频信号, C_2 , C_1 , C_0 表示可调整的复控制系数。

6、 根据权利要求1的装置, 另外包括一个控制器, 用于调整预失真电路产生的预失真信号。

20 7、 根据权利要求1的装置, 其中非线性放大器产生互调失真产物, 并且将预失真信号在非线性放大器放大之前应用到输入射频信号上。

8、 根据权利要求7的装置, 其中控制器根据放大器输出和输入射频信号之间的差调节预失真信号。

25 9、 根据权利要求1的装置, 其中预失真电路包括一个包络探测器, 用于探测输入射频信号的包络并且产生基于探测到的包络的预失真信号。

10、 根据权利要求9的装置, 其中预失真电路包括一个可变饱和放大器, 用于修剪探测到的包络, 使之近似于一个双曲正切形状。

30 11、 根据权利要求10的装置, 其中预失真电路包括可变的增益放大器, 用于标定被修剪的包络。

12、 补偿在一个宽带上的失真的方法, 方法包括步骤有:

产生一个预失真信号; 和

将预失真信号应用到输入射频信号上，其中预失真信号补偿三阶或者更高阶互调失真产物。

13、根据权利要求 12 的方法，其中输入射频信号使一个多音频射频信号。

5 14、根据权利要求 12 的方法，其中预失真信号是一个低阶多项式。

15、根据权利要求 1 的方法，其中根据下面等式产生预失真信号：

$$r=x|x|^2C_2+x|x|C_1+xC_0$$

10 其中 r 表示一个被预失真的输入射频信号， x 表示输入射频信号， C_1 ， C_2 ， C_0 表示可调整的复控制系数。

16、根据权利要求 12 的方法，另外包括调整预失真信号的步骤。

15 17、根据权利要求 12 的方法，其中非线性放大器产生互调失真产物，并且将预失真信号在非线性放大器放大之前应用到输入射频信号上。

18、根据权利要求 17 的方法，其中根据探测到的放大器输出和输入射频信号之间的差调节预失真信号。

19、根据权利要求 12 的方法，其中产生预失真信号的步骤包括：

探测输入射频信号的包络；

20 产生基于探测得到的包络的预失真信号。

20、根据权利要求 19 的方法，其中产生预失真信号的步骤包括修剪被探测到包络使之近似于双曲正切曲线的步骤。

21、根据权利要求 20 的方法，其中产生一个预失真信号的步骤包括标定探测得到的包络的步骤。

25

说明书

宽带预失真线性化的方法和装置

5

本发明的技术领域

本发明涉及一种补偿失真的方法和装置。本发明更特别涉及一种用于宽带预失真线性化的方法和装置。

相关技术说明

10 射频(RF)信号常常包括包络变化,例如由于幅度调制或者两个或者多个 RF 载波或者 RF 音频组合。如果这些幅度调制或者多音频 RF 信号例如被一个非线性放大器放大,那么产生互调失真(IMD)。IMD 导致频率上产生非预期干扰,不同于多音频 RF 信号的音频频率。干扰典型发生在靠近音频频率的频率上,因此很难被滤掉。因而为了抑制由非线性放大导致的 IMD,一些形式的线性化是值得的。

15 在放大器设计中,在失真性能和效率上交替使用。工作在“A类”条件下的线性放大器只产生很少失真但是效率低,工作在“C类”条件下的非线性放大器效率高但是产生相当显著的干扰。在放大器设计中,效率和失真都是十分重要的考虑,效率在高功率级变得越来越重要。因为非线性放大器的效率,非线性放大器被大量选用,失真的问题留待处理。

20 已经有一些已知的放大器线性化技术用来降低由非线性放大造成的失真。传统的放大器线性化技术可以广泛的划分为反馈、前馈或者预失真。

25 反馈作为一种众所周知的线性技术,被广泛应用。例如在 US 专利申请 No 2,102,671 中,公开了一种早期的负反馈线性化技术,用于降低音频频率上的失真。H. A. Rosen 和 A. T. Owens,“用于 SSB 传输的功率放大器详细研究”,关于通信系统的 IEEE 学报,150-159 页,1964 年 6 月,公开了用于降低射频失真的反馈线性化技术。一个时间上更近的反馈技术是 Cartesian 反馈,使用基带正交调制的负反馈。在 30 M. A. Briffa 和 M. Faulkner,“具有弱非线性放大器的笛卡尔反馈线性化的稳定性分析”,IEEE 通信学报,143 卷,第四期,212-218 页,1996 年八月,公开了这种类型反馈的例子。其他现代的反馈线性技术

包括极性的反馈，这种技术在 U.S. 专利 No. 5, 023, 937 讨论，和中频 (IF) 反馈，这在 K.G. Voyce 和 J.H. McCandless, “使用 IF 反馈的功率放大器线性化”，IEEE MTT-S 文摘，863-866 页，1989 年。

5 使用这些反馈线性技术的问题是系统延迟典型限制了可用的线性带宽。因此反馈技术常常被限制于窄带系统，例如单载波线性调制模式。使用这些反馈线性技术的另一个缺点是它们潜在不稳定。

前馈是另一个众所周知的线性技术，这种技术已经成功的应用在射频上。在 U.S. 专利 No. 5, 157, 346 中公开了一个典型的前馈 RF 功率放大器。根据这种技术，被放大的输出和输入信号在第一个比较环中比较，产生一个错误信号。放大输入信号，然后再次将输入输出到输出，在第二个校正环，在输出和原始失真相位偏移 180° ，因此消除了在最后输出中的失真。这种技术在一个宽带线性带宽上提供了极好 IMD。

15 前馈线性技术的缺点是它典型需要使用一个错误放大器，这个错误放大器要求线性的，因此一般工作在 A 类状态中。这样降低了前馈技术的效率，但是一个前馈放大器仍然比一个具有可比性能的 A 类放大器更有效率。

20 另一个已知的线性技术是预失真。根据这种技术，通过根据一个预失真函数，预先失真一个输入信号得到线性，在某种意义上补充放大器失真，因此从预失真输入到放大器输出的全部过程是一个线性函数。

这种预失真技术或者可以应用在目前的 RF 频率上，或者应用在基带，也就是在是用一个 RF 载波调制之前。当应用在 RF 频率上时，预失真技术显示宽带线性性能。然而，因为预失真函数变得更加复杂，因此对于高阶失真越来越难实现，预失真技术典型只降低在第三阶范围内的 IMD 产物。T.Nojima 和 T.Konno, “在 800MHz 带宽陆地移动系统技术中中继设备的三维预失真线性化器”，IEEE 关于车载技术学报，Vol. VT-34, No. 4, 169-177 页，1985 年 11 月，U.S. 专利 No. 4, 943, 783A 公开了一个典型的三次前置补偿器，这个补偿器在 30 阶范围内降低了 IMD 产物。

图 1A 介绍了一个传统的三次前置补偿器 1，象在 Nojima 和 Konno 中公开的。在一个输入端子 2 上接收到一个输入 RF 信号被一个功率分

离器 4 分为两个幅度上基本相同的信号。其中一个分开的信号被应用到一个线性信号路径，这个信号路径包括一个可变的延迟线 9。另一个分开的信号被应用到一个非线性信号路径，这个路径包括一个三阶函数发生器 6、一个可变的相位调节器 7、一个可变的衰减器 8。三阶函数发生器 6 生成一个基于接收到的输入 RF 信号的三阶预失真信号，在端子 12 输出预失真信号。可变的相位调整器 7 调整预失真信号的相位，可变的衰减器 8 调整预失真信号的幅度。被调整过幅度和相位的预失真信号和一个线性信号在组合器 5 中组合，这个线性信号由延迟线 9 上提供。在端子 10 中将组合的信号交付给 RF 功率放大器 (PA) 13。在这种方式中，在被放大的信号中消除了 RF PA 13 导致的三阶 IMD 产物，这样线性化了 RF PA 13。如果延迟线 9 补偿在产生预失真信号中产生的延迟，那么可以得到宽带线性化。

图 1B 显示包括一个 RF 信号的频谱，这个 RF 信号包括在 f_1 和 f_2 上的音频，这个信号可能被应用到预失真电路 1。图 1C 介绍了 RF PA13 的一个输出频谱。像在图 1C 中显示的，输出频谱包括在 f_1 和 f_2 上的基本分量和 RF PA13 产生的在 $2f_1-f_2$ 和 $2f_2-f_1$ 上的三阶 IMD 失真分量，用实线表示。输出频谱还包括在频率 $2f_1-f_2$ 和 $2f_2-f_1$ 上的三次预失真分量，这些分量由预失真电路 1 注入，如虚线所示。如在图 1C 中看到的，被注入的三阶预失真分量和 RF PA13 的三阶 IMD 产物幅度相同但是相位相反。这样三阶预失真分量消除了三阶 IMD 产物。

使用这种方法的问题是 RF 功率放大器很少只产生三阶 IMD 产物，但是还产生较高阶 IMD 产物。典型的，没有被解决这些较高阶 IMD 失真产物，当三阶 IMD 产物被抑制后，这些高阶 IMD 产物实际上升。

为了尝试解决这些问题，S.P. Stapleton 和 J.K. Cavers, “适用于线性前置补偿器的一种新技术”，IEEE 车载技术会议记录，753-758 页，1991 年五月，公开了一种前置补偿器，用于补偿三阶或者更高阶 IMD 产物。图 2 说明这个改进的前置补偿器，它基本上包括三个主要块：一个正交增益相位调整器 (QGPA) 14，一个基带多项式前置补偿器电路 (PreD) 15，和一个控制器 16。

如图 2 所示，一个输入 RF 信号在输入端子 17 上被提供给 QGPA 14 和 PreD。PreD15 电路使用探测器 22 探测输入 RF 信号，并且通过处理被探测得到的到包络，通过非线性函数发生器 $F_1(x)$ 23 和 $F_2(x)$ 24，产

生两个预失真信号。函数发生器 $F_1(x)$ 23 和 $F_2(x)$ 24 产生同相并且正交 (I&Q) 的信号, 这种信号和进入 QGPA 14 的信号相乘, 形成三阶和五阶预失真信号。复数乘法处理和使用探测得到的包络相结合能够校正幅度调制对于幅度调制 (AM/AM) 和幅度调制对于相位调制 (AM/PM) 的失真, 但是被分解为笛卡尔形式。

在 QGPA 14 电路中, 通过首先将输入 RF 信号分离到两个路径的方法, 实现复数乘法。其中一个分离信号被输入到乘法器 19, 另一个分离信号被分配到乘法器 21。两个路径上的信号是相同的, 除了输入到乘法器 21 的信号相对于输入到乘法器 19 的信号被移相器 20 相移 90°。

在控制器 16 中的一个微处理器 (μp) 25 提供函数发生器 $F_1(x)$ 23 和 $F_2(x)$ 24 中生成的两个多项式函数的系数。微处理器 25 使基于同相并且正交的反馈信号幅度的系数线性化 (没有显示), 上述同相并且正交的反馈信号从 RF PA 的输出得到。I&Q 反馈信号在滤波器 28 和 29 中带通滤波, 为了通过将 I&Q 信号从当前期望信号中分离开的方法, 测量 IMD。这仅在被放大的信号是一个单载波信号的情况下是可能的, 对于这个单载波信号, IMD 产物已知位于单载波信号调制的任意一侧的波段上。探测器 26 和 27 确定被带通滤波的 IMD 幅度, 以便于微处理器 25 能够调整预失真函数的系数, 使这种失真最小, 并且因此减小了出现在 RF PA 输出上的 IMD 产物的级别。

当这种技术补偿三阶或者更高阶 IMD 产物时, 它仅适用于单载波应用。在多载波系统中, 不能总使用带通滤波的方法得到载波的位置以及因此产生的 IMD。这使得这种技术不适合于宽带应用, 这种应用典型包括多音频输入信号, 这些应用的宽带特性从组合个别窄带 RF 信号的方法得到, 这些个别窄带 RF 信号通过一些给定的波段规划 (频谱) 分开。

数字信号处理 (DSP) 可以应用到更精细的预失真中。例如 U.S. 专利 No. 5, 049, 832 公开了一种适合的使用 DSP 的线性技术中。使用 DSP 的问题是线性化带宽显著受到 DSP 采样频率和必需的数/模转换器的限制。这样, 使用 DSP 系统不是典型适合于宽带应用。

这些传统的宽带应用没有一个补偿在一个具有多音频 RF 输入信号的宽带应用中的高阶 IMD。另外, 这些传统技术都不能区分峰值和

平均级别信号。

如果在一个多音频系统中组合音频，那么结构性干扰能够使多音频 RF 信号的峰值与它的平均值相比显著大。对于一个非线性多音频功率放大器，将是经济并且功率相当有效率的，不可能对它测量，来适应这种信号峰值的。因此，这些多音频信号的峰值当超过放大器饱和限制时，将被削去。

在传统的前置补偿器中，例如在图 1A 和 2 中说明的，不试图区分在 RF PA 的饱和限制下或者上工作。RF 输入信号常常导致 RF PA 饱和，因此对 RF 输入信号施加预失真。一旦 RF PA 饱和，预失真信号应用对输出信号的幅度没有影响，由于一个大的补偿输入到 RF PA 将不会将它的输出幅度提高到它的饱和 RF 输出限制之上。然而相位的位置不会彻底不同。应用到 RF 输入信号的相位预失真校正被传输到输入。使用传统的前置补偿器，这些相位校正关于输入信号峰值不会非常正确，并且因此导致在这个峰值上，预失真性能显著降级。

因此还需要一个宽带预失真技术，用于多音频 RF 信号，来补偿高阶 IMD 产物。还需要一种预失真技术，这种技术对于峰值 RF 输入信号是有效的。

发明概述

因此本发明的目的是提供一种技术，用于补偿高阶 IMD 产物。本发明的另外一个目的是防止对于峰值输入信号 IMD 补偿的降级，同时显著提高对于平均输入信号的 IMD 补偿。

根据本发明的一个实施例，产生一个预失真信号，该信号补偿在一个宽带上三阶或者更高阶 IMD 产物，并且预失真信号被应用到一个输入 RF 信号上，例如一个多音频 RF 信号。预失真函数是一个系数可调的低阶多项式。根据探测到的输入 RF 信号的包络，产生预失真函数，因此实际上依赖于音频频率进行预失真。探测到的包络大概被一个双曲正切形状削波，并且按比例。被削波的形状大约类似于一个双曲正切函数，防止了被探测到包络超出某个值，并且因此防止了当在探测到的包络中出现大峰值时，出现非常不精确的预失真补偿。

根据实施例，预失真信号补偿一个非线性放大器产生的 IMD 产物。多项式的系数根据放大器输入和输入 RF 信号之间的差进行调整。

附图说明

下面参考附图详细说明本发明的实施例，其中相似的标记用于说明相同的元素，其中，

图 1A 是传统三阶前置补偿器的框图；

图 1B 示出了应用到图 1A 中前置补偿器的两音频输入 RF 信号的
5 频谱；

图 1C 示出了图 1A 中三阶前置补偿器的 RF PA 被放大输出的频谱；

图 2 是传统五阶前置补偿器的框图；

图 3 是根据本发明一个实施例的模拟预失真系统的框图；

10 图 4 是根据本发明一个实施例的示例预失真电路的详细框图；

图 5A -5C 是根据本发明的一个实施例的频域中一个示例预失真 RF 信号项的状态；

图 61A-6C 根据本发明的一个实施例，在时域中一个实例预失真 RF 信号项的状态；

15 图 7A 根据本发明的一个实施例的补偿失真的示例方法；

图 7B 根据本发明的一个实施例产生一个预失真信号的示例方法。

详细说明

20 在本说明书中，特别的细节例如特定的电路、电路元件、技术等，出于说明的需要，并且为了能够全面理解本发明，为了不至于混淆本发明的说明，这里对已知方法、设备和电路的细节不作说明。

根据本发明，通过应用一个预失真信号到一个输入 RF 信号，补偿三阶和更高阶 IMD 产物。根据本发明的一个实施例，使用模拟处理元件产生一个预失真信号，这个元件允许宽带工作。

25 图 3 说明根据本发明一个实施例的一个示例性预失真系统 100。系统包括一个预失真电路(PreD)37，这个电路产生一个模拟预失真信号，还包括一个正交增益相位调节器(QGPA)36，这个元件将预失真信号施加到 RF PA13 的一个多音频 RF 输入。

PreD37 内部产生一个可能的预失真信号，这个预失真信号基于在
30 端子 30 上接收到的多音频 RF 输入信号 RF_{in} 。从端子 30 接收到的输入信号 q 被一个输入耦合器 33 分成两个幅度相同的两条之路。(黑色表示复信号，为了清晰起见已经抑制时间依赖性)。一条支路供应给延

迟线 42。另一条支路作为信号 x 供应给一个分支器 34。分支器 34 将信号 x 分为两条另外的幅度相同的分支，其中一条提供给 PreD 37，另一条提供给 90 分支器 35。90 相位分支器将信号 x 分成两个分支，一个分支乘以 0，另一条分支乘以 90，这样产生一个复信号。

- 5 PreD 37 产生一个基于信号 x 的预失真信号 p 。90 分支器 35 使 QGPA36，来自 PreD37 的复预失真信号 p 乘信号 x ，并且因此调整信号 x 的大小和相位。被调整的信号 x 作为信号 r 从 QGPA 输出到 RF PA13。

基于增益形式的预失真系统的工作可以用数学来说明：

$$r = xp \quad (1)$$

- 10 其中 r 表示预失真 RF 信号， x 表示 RF 输入， p 表示预失真信号（或者动态复增益信号）由 PreD 37 产生的，即 $p = p_i + jp_q$ 。PreD37 以笛卡尔形式产生预失真信号，如下：

$$p_i = |x|^2 C_{2i} + |x| C_{1i} + C_{0i} \quad (2a)$$

$$p_q = |x|^2 C_{2q} + |x| C_{1q} + C_{0q} \quad (2b)$$

- 15 其中 $|x|$ 表示信号 x 的大小， c 表示预失真信号的系数，这个系数被控制器 40 调整。QGPA36 例如可以使用两个乘法器和一个加法器实现，预失真信号 p 乘以输入信号 x 。

方程式 1 可以写成扩展的复数形式：

$$r = x (|x|^2 C_2 + |x| C_1 + C_0) \quad (3)$$

- 20 其中

$$C_0 = C_{0i} + jC_{0q} \quad (4a)$$

$$C_1 = C_{1i} + jC_{1q} \quad (4b)$$

$$C_2 = C_{2i} + jC_{2q} \quad (4c)$$

- 再次参考图 3，控制器 40 调整预失真信号系数，通过减小输入 q
 25 和 RF PA13 之间比例输出之间差。RF PA13 的输出 v 通过耦合器 47 耦合到衰减器 43。耦合输出在衰减器 43 中减小，减小的输出通过耦合器 46 耦合到输入信号，通过元件 42 输入信号被延迟，延迟时间基本上等于在预失真分支上的延迟。衰减器 43 将耦合器 47 的输出减小 $1/G_d$ ，其中 G_d 对应于 RF PA13 的增益，耦合器 47 的增益等等，因此
 30 标定的输出信号的增益与被延迟输入信号增益相匹配。标定的输出信号和被延迟的输入信号通过耦合器 45 耦合到探测器 41，这个探测器 41 探测标定输出信号和被延迟的输入信号之间的差，并且将这个差作

为一个错误信号 e 报告到控制器 40。控制器 40 调整预失真信号系数 C_{1i} , C_{2i} , C_{1q} , C_{2q} , 使错误信号 e 最小。这说明在放大器特性中的变化, 这种特性随着温度和时间变化。控制器 40 还产生恒定复系数 C_{0i} 和 C_{0q} , 其中通过加法器 38 和 39 将这个系数加到 PreD 输出, 以便于校正正在 RF 放大器输入和输出之间差的静态部分。控制器 40 例如可以使用一个微处理器实现。

像我们从等式 3 基于增益的预失真信号中看到的, 没有 PreD 37, 即 $C_{1i}=0$, $C_{1q}=0$, $C_{2i}=0$, $C_{2q}=0 \Rightarrow C_1=0$, $C_2=0$, 通过设置复系数, $C_0=C_{0i}+C_{0q}$, 控制 QGPA 36 的增益。这样, 不需要 PreD 37, QGPA 36 仅可以依赖于应用的 RF 输入级, 调整 RF PA 13 的复增益。既然 RF PA 13 具有复增益, 这个复增益变化有些像 RF 输入级变化, 即它不是线性的, 那么这样固定调整将导致只在一个 RF 级零输入-输出差。在其他级上, 输入-输出差将是非零的。引进 PreD37 是复增益动态变化, 像 RF 输入级函数, 因此能够在 RF 级范围内降低输入-输出差, 这样有效线性化 RF PA 13。提供 C_1 项, 使 PreD37 能够按照和输入幅度乘比例的调整 QGPA 36 的复增益。提供 C_2 项, 使复增益能够响应输入幅度的平方变化。

图 4 说明一个实例性预失真电路的详细框图。根据一个实例性的实施例, 图 4 的预失真电路对应于图 3 中的 PreD37。然而将可以理解本发明不受此限制, 所以根据本发明的预失真电路可以在任何系统中实现, 对于这种系统, 三阶或者更高阶 IMD 补偿是可以预期的。

参考图 4, 输入 RF 信号 RF_i (根据示例性的实施例, 相应于图 3 中的信号 x) 应用到一个输入探测器, 这个输入探测器包括一个混合器 48 和一个限制放大器 49。输入探测器探测到输入 RF 信号的包络。这使得实际依赖于音频频率预失真。探测到的包络被应用到可变饱和放大器 (VSA) 50。VSA 50 使用一个修剪电平有效修剪探测得到的包络, 这个修剪电压可以通过应用到端子 C3 上的控制电压从外形上控制。根据示例性的实施例, 修剪形状近似于双曲正切函数, 该函数防止包络超过某个值。这防止 PreD 37 当在探测得到的包络上出现大峰值时, 进行很不精确的预校正。

来自 VSA 50 的被削波的信号被应用到可变增益放大器 (VGA) 51。VGA51 标定被削波的信号, 并且使全部 PreD37 电路关闭, 或者响应应

用到端子 C4 上控制电压, 逐渐取消其能力。

VGA 51 标定的输出表示 RF 输入的预处理包络。这个信号, $|x|$, 在平方器 52 中产生 $|x|^2$ 。为了产生等式 2a 和 2b 给出的函数, $|x|$ 和 $|x|^2$ 被应用到四个线性输出乘法器电路 53、54、55 和 56。这些乘法器将 $|x|$ 和 $|x|^2$ 分别和 C_{1i} , C_{2i} , C_{1q} , C_{2q} 。加法器 57 和 59 将乘出的信号相加, 并且在缓冲器 58 和 60 中缓存, 分别产生两个输出 PRI 和 PRQ。这些输出表示等式 2a 和 2b 的较高阶项, 即 $PRI = |x|^2 C_{2i} + |x| C_{1i}$ 和 $PRQ = |x|^2 C_{2q} + |x| C_{1q}$ 。等式 2a 和 2b 的较低阶项 (C_{0i} , C_{0q}) 接着由加法器 38 和 39 加到 PRI 和 PRQ, 分别给出 p_i 和 p_q 。

虽然上面以基于增益形式说明, 但是还可以通过扩展等式 3 方法通过从输入到输出的传输函数说明预失真系统

$$r = x|x|^2 C_2 + x|x| C_1 + x C_0 \quad (5)$$

等式 5 说明预失真信号 r 包括用于补偿一阶 IMD 的一阶项 $x C_0$, 包括补充三阶 IMD 的三阶项 $x|x|^2 C_2$, 和另外项 $x|x| C_1$, 该项补充许多 IMD 产物, 不仅仅是三阶 IMD 产物, 这样对于高阶 IMD 产物提供了有效的线性化性能。这参考图 5A-5C 可以很好的理解, 图 5 说明在频域内预失真信号 r 的状态, 除了系数。像我们从图 5A 和 5C 中看到的, 一阶项 x 为一阶预失真做准备, 相 $x|x|^2$ 基本上提供给三阶失真。然而图 5B 说明相 $x|x|$ 为预失真做准备, 不仅仅是三阶。

除了提供对于更高阶 IMD 产物预失真外, 关于动态范围, $x|x|$ 项表现得很好。在图 6A-6C 中可以看到, 这些项随着 $|x|$ 的每阶更快变化, 即快速升和降。这些图图 6A-6C 说明在时域中预失真信号项的状态。相类似的, $x|x|$ 和替换的高阶项例如 x^5 、 x^7 等等比较, 当 x 的幅度相当大 (>1) 时, 替换的高阶项的幅度比 $x|x|$ 项的幅度上升的快, 这样在电子具体实施中, 较早的到达削波极限。当 x 相当小 (<1) 时, 替换高阶项的幅度比 $x|x|$ 的幅度降低的快, 因此在电子具体实施中, 将很快到达噪声底部。这样特别当处理多音频信号时, 项 $x|x|$ 简化了预失真电路的电子实现, 这种多音频信号自然具有一个高动态范围。

图 7A 说明根据本发明的一个实施例补偿失真的示例性方法。这个方法开始于步骤 700, 在这个步骤上, 接收到一个输入的多音频 RF 信号。在步骤 720, 产生预失真信号。在步骤 740, 预失真信号被应用到输入多音频 RF 信号。在应用预失真信号后, 例如放大输入多音频 RF

信号，预失真信号补偿放大器产生的 IMD。在图 7A 中，只要接收到输入 RF 信号，那么重复预失真方法。

图 7B 说明根据本发明一个实施例产生一个预失真信号的一个示例性方法。方法开始于步骤 722，在这个步骤上，探测到输入多音频 RF 信号的包络。在步骤 724，探测到的包络被削波，在步骤 726，该信号标定。接着，在步骤 728，例如根据探测到的在放大器输入和放大器输出之间的错误，控制器 40 调整系数。最后，在步骤 730，通过将控制器 40 调整的系数和探测到的包络相乘的方法，计算多项式预失真函数。

根据本发明，在一个宽带带宽上改进平均 IMD 性能，同时将错误的预失真降低到峰值输入级上。在实验的测试中，使用 1500MHz 的中心频率和 25W 的平均输出功率，如果在至少 10MHz 的带宽上没有破坏峰值 IMD 性能，那么对于平均 IMD 的改进超过 10 分贝 (db)。根据本发明的预失真技术仅需要很小改动就能应用到几乎任何载波频率上。

能够理解本发明不限制于以上说明和介绍的特定的实施例。例如，尽管上面的实施例参考补充由非线性放大器导致的失真。但是本发明可以应用到补偿来自其他任何源的 IMD。另外，尽管上面说明的输入 RF 信号是一个多音频 RF 信号，但是应该意识到本发明还可以应用到单音频 RF 输入信号。说明书预期任何并且所有的修改，这些修改属于下面权利要求中定义的本发明的范畴。

说明书附图

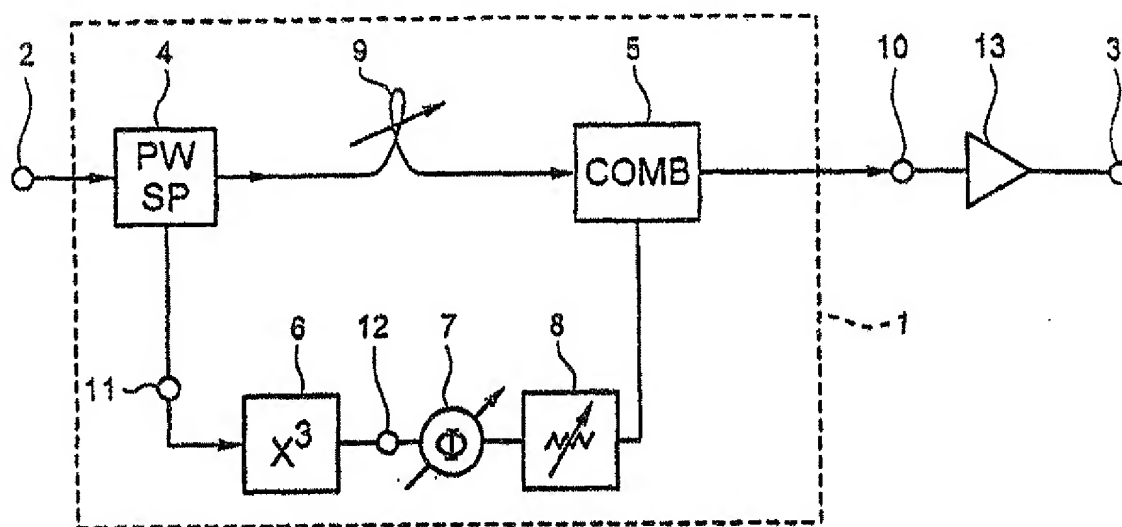


图 1A
(现有技术)

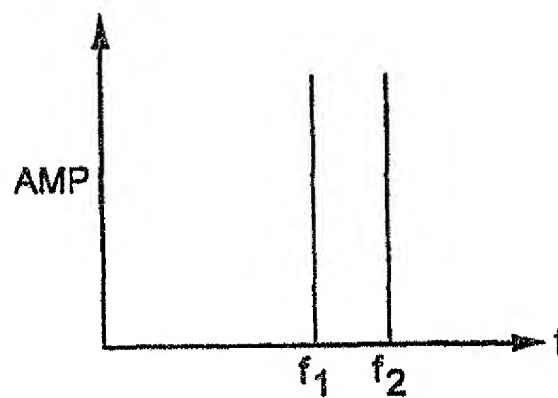


图 1B
(现有技术)

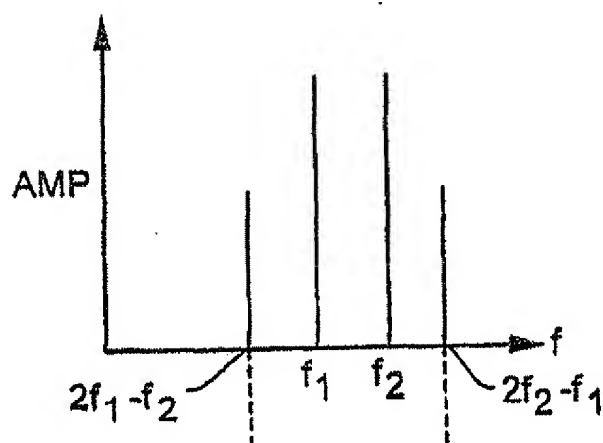


图 1C
(现有技术)

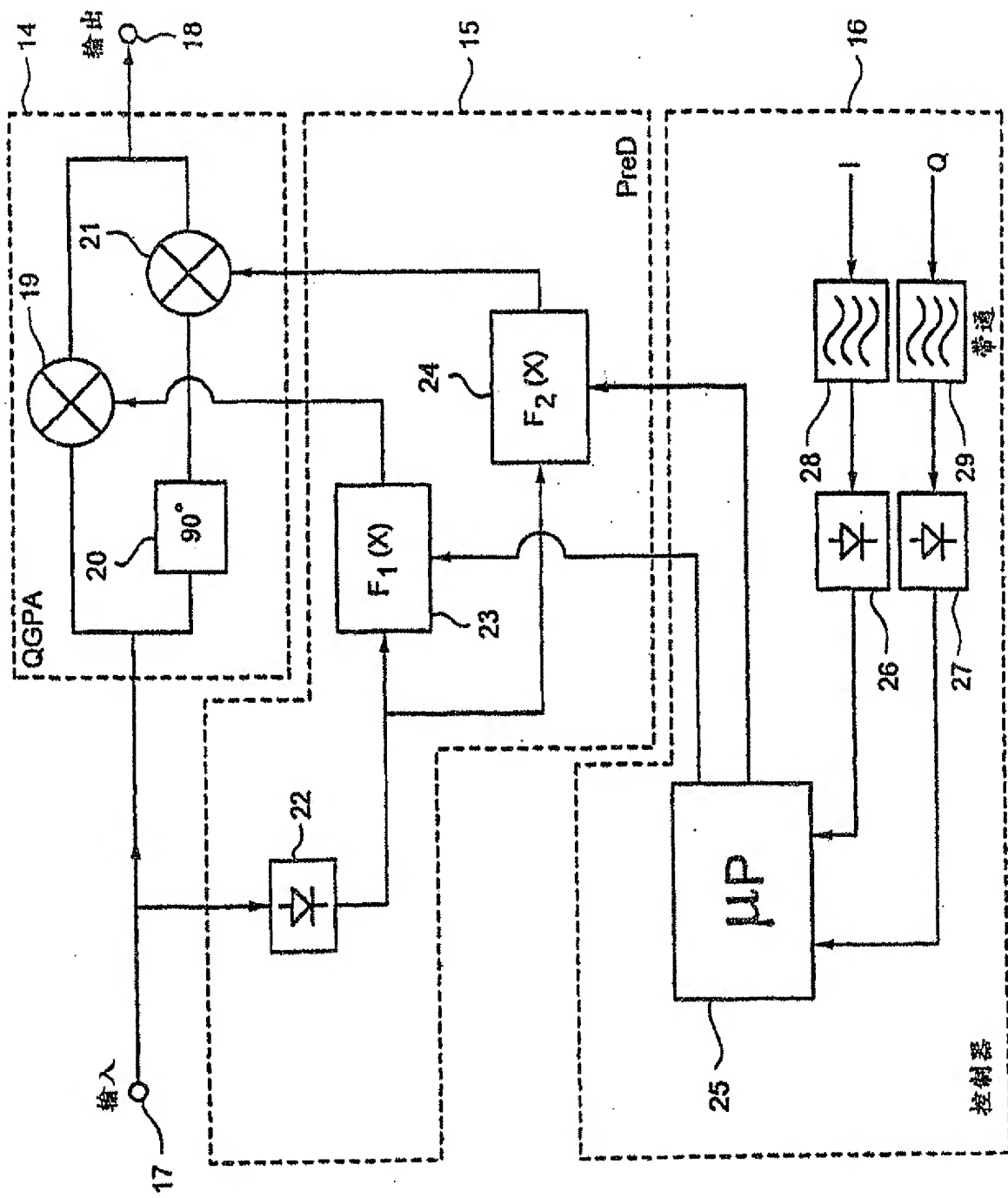


图 2
(现有技术)

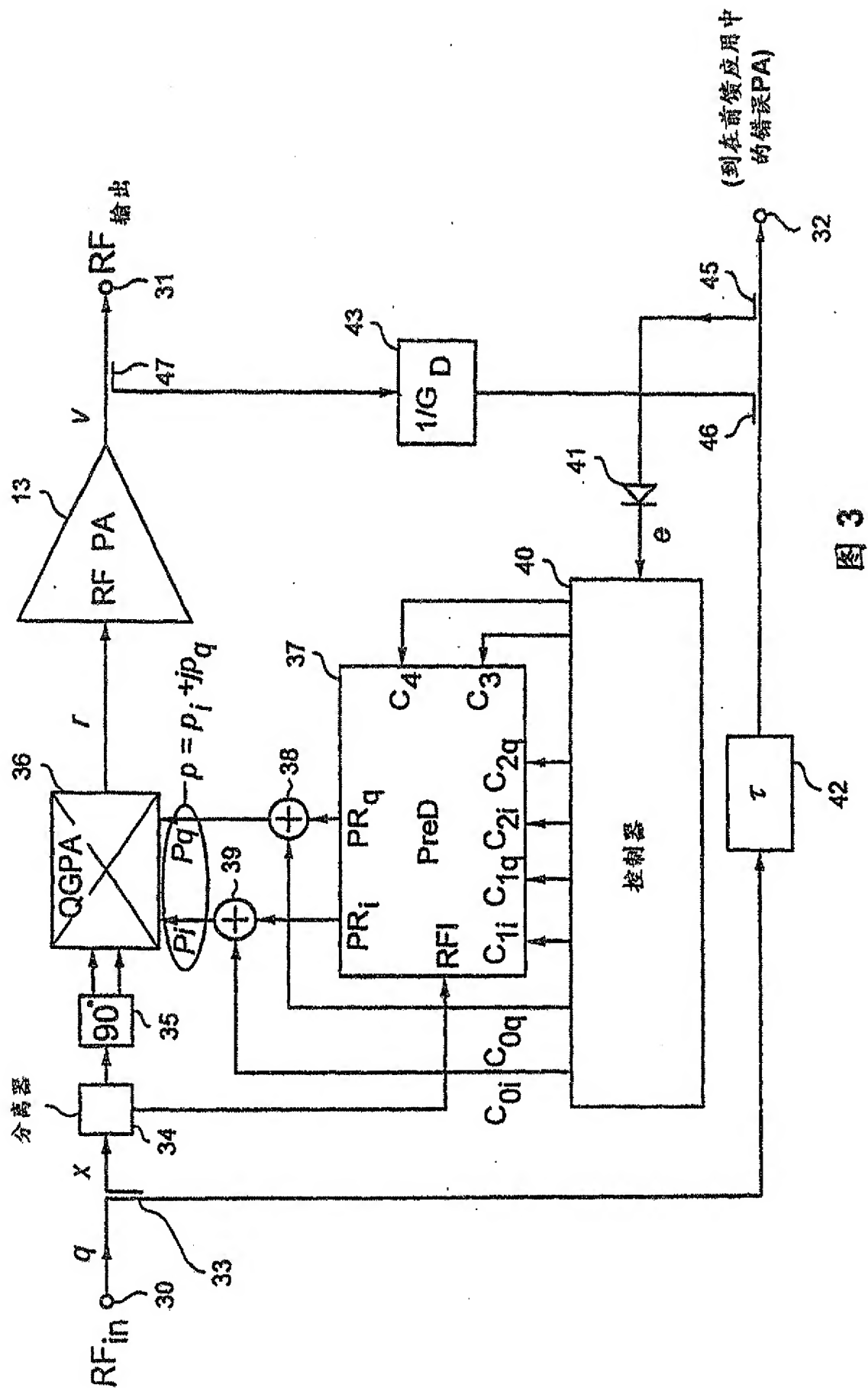


图 3

(到在前馈应用中
的错误PA)

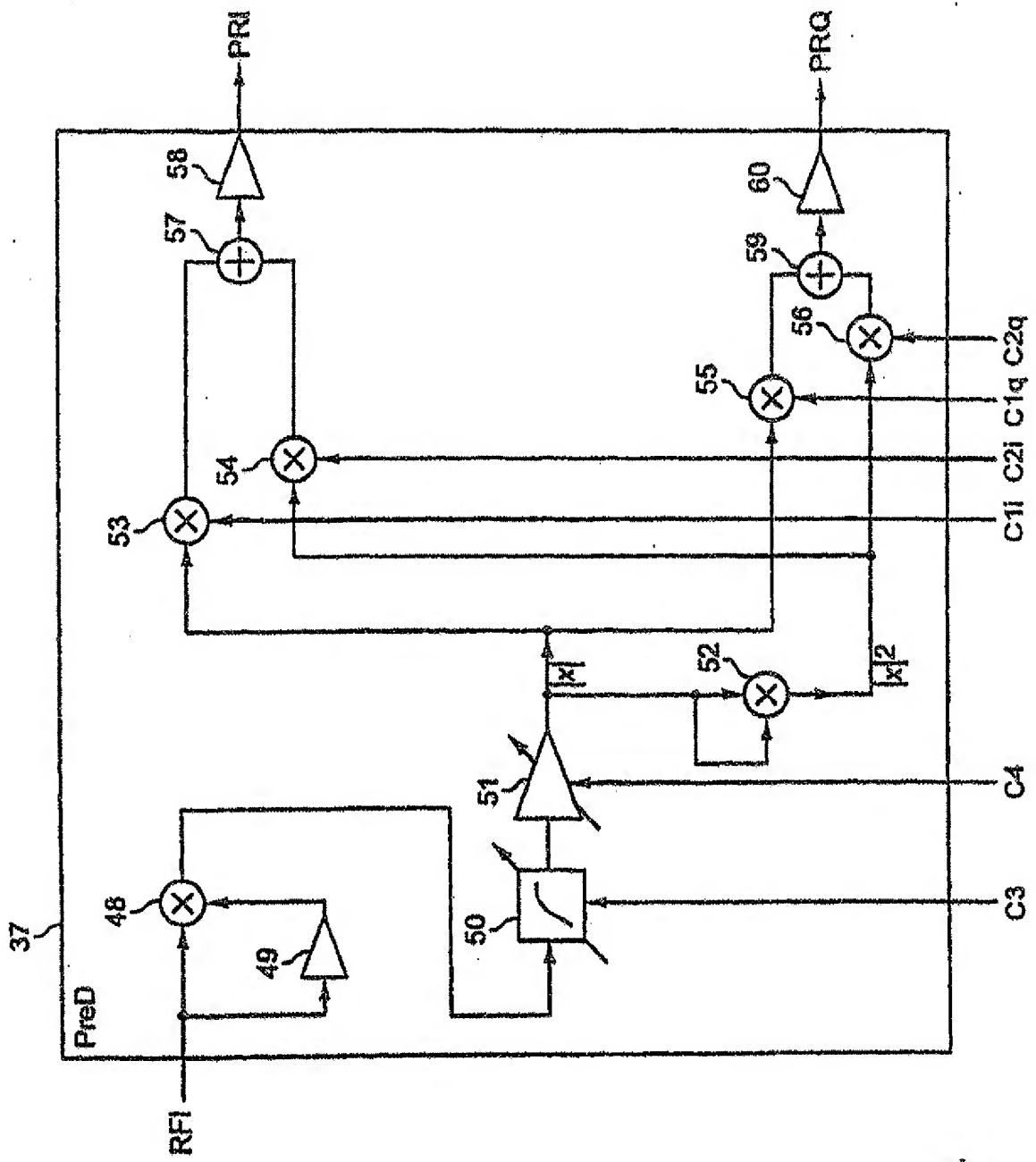


图 4

图 5A

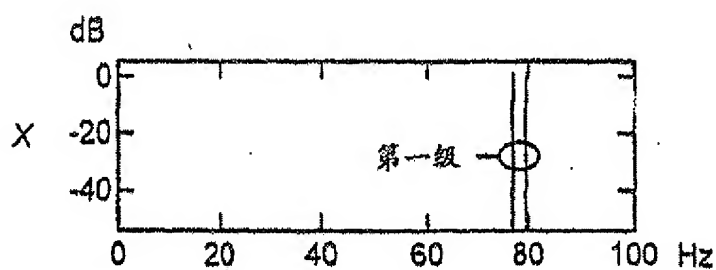


图 5B

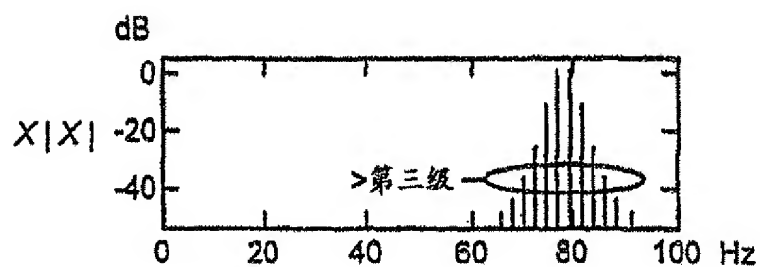


图 5C

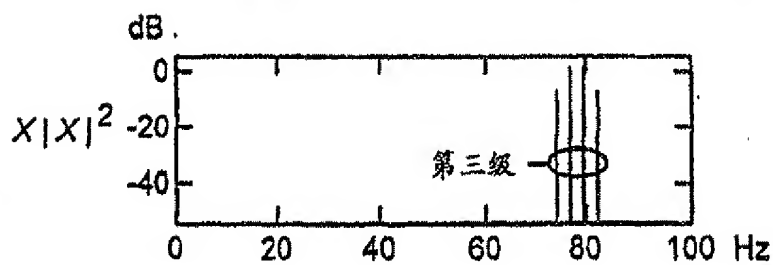


图 6A

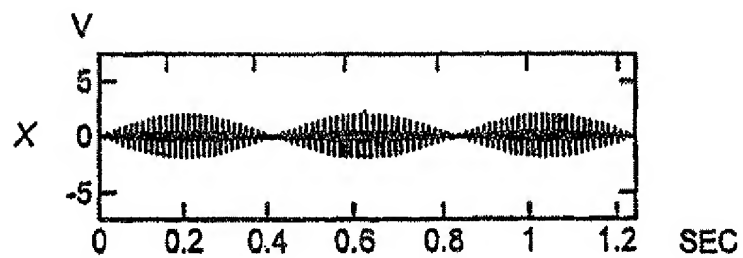


图 6B

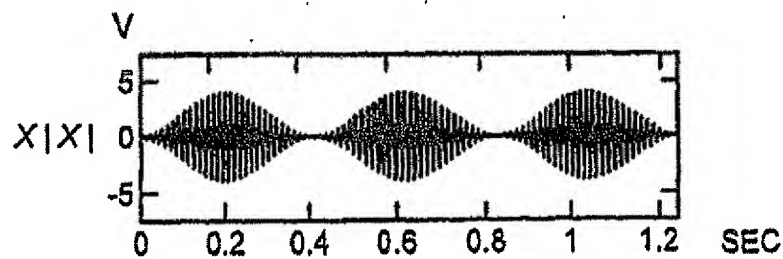
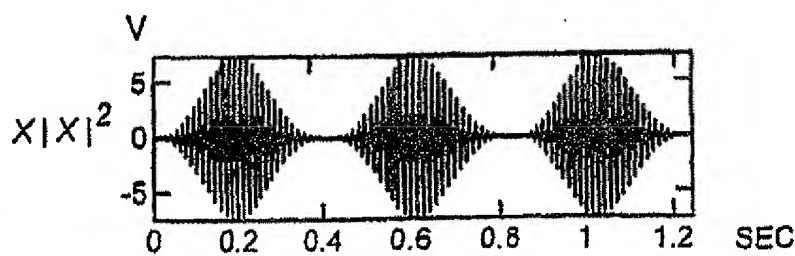


图 6C



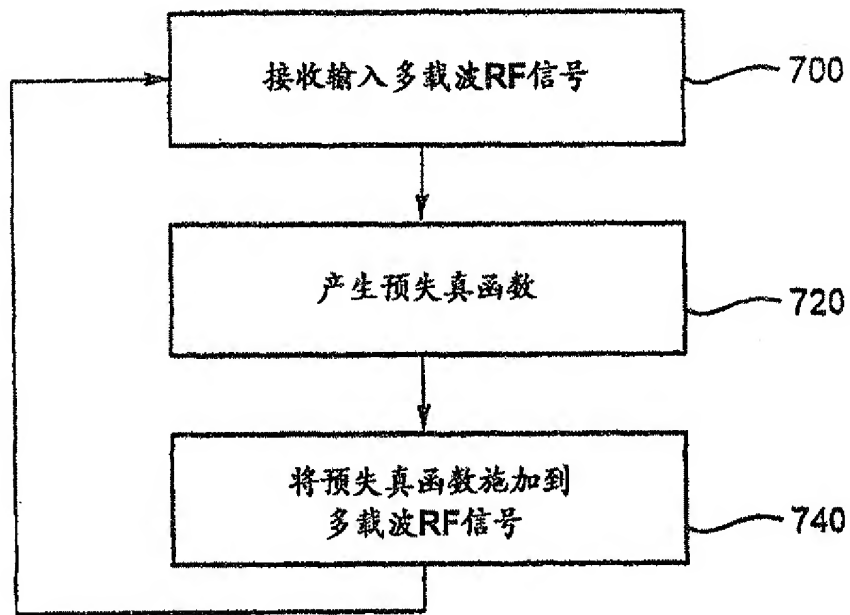


图 7A

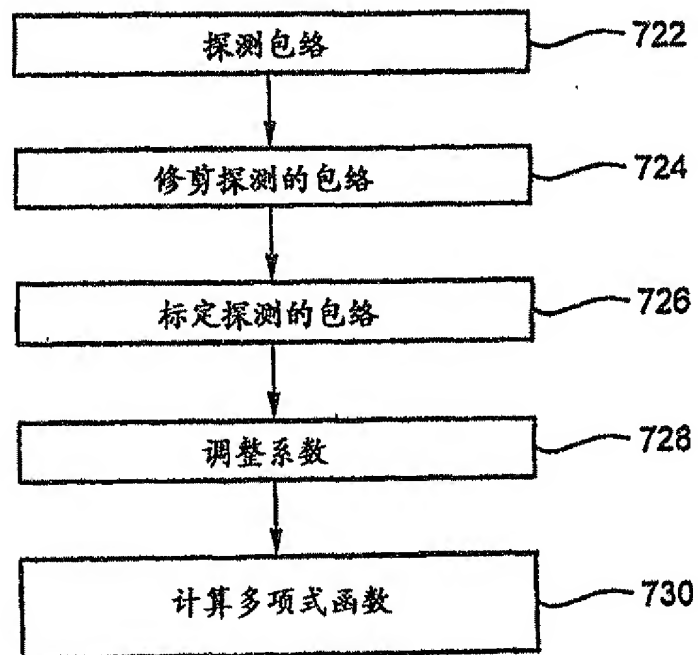


图 7B